811-10，811-3，211，845
差換えアンプの構想および電源回路の製作（前編）

山崎　浩

211（および845）は1000V前後の高圧，シングルのモノラルでも200W程度の消費電力を扱います．高圧部品，大電力部品は概して大きく重く高価です．211（および845）は真空管式パワーアンプの終着点と言えるでしょう．

約6年前，表題の811-10を211の代わりに用いる計画を立てました．211のソケットに811-10を差し込む変換ソケットを製作した時点で，私自身の健康問題から計画は棚上げになっていましたが，2014年11月号の穴水忠昭氏作811-10シングルに触発され，計画を見直し復活させました．スベトラーナ811-10はUV211より1回り小さいメタル・プレート球です．

約10年前，姉妹球の811-3シングルを製作（2004年3月号）し，そこそこの電気的特性は得られたものの音色は軽く，「300Bの代わりになると思って大量に輸入し在庫した」真空管専門店主の期待に応えられなかったモヤモヤが継続しています．その811-3の特性は300Bよりも銘球845に近く，どこまで迫れるかトライしました．本アンプの狙いは以下の通りです．

1. 811-10から211に差換え可能
2. さらに，845および811-3への差換えも可能
3. 811-10から211，811-3から845に差換え時の出力段バイアスは自動調整
4. 無帰還で無ひずみ最大出力30W，最小ひずみ率0.1%が目標
5. 出力段B電源はPFC（高調波対策）電源
6. フィラメントは交流点火
7. A4サイズの小形軽量アンプを目指す

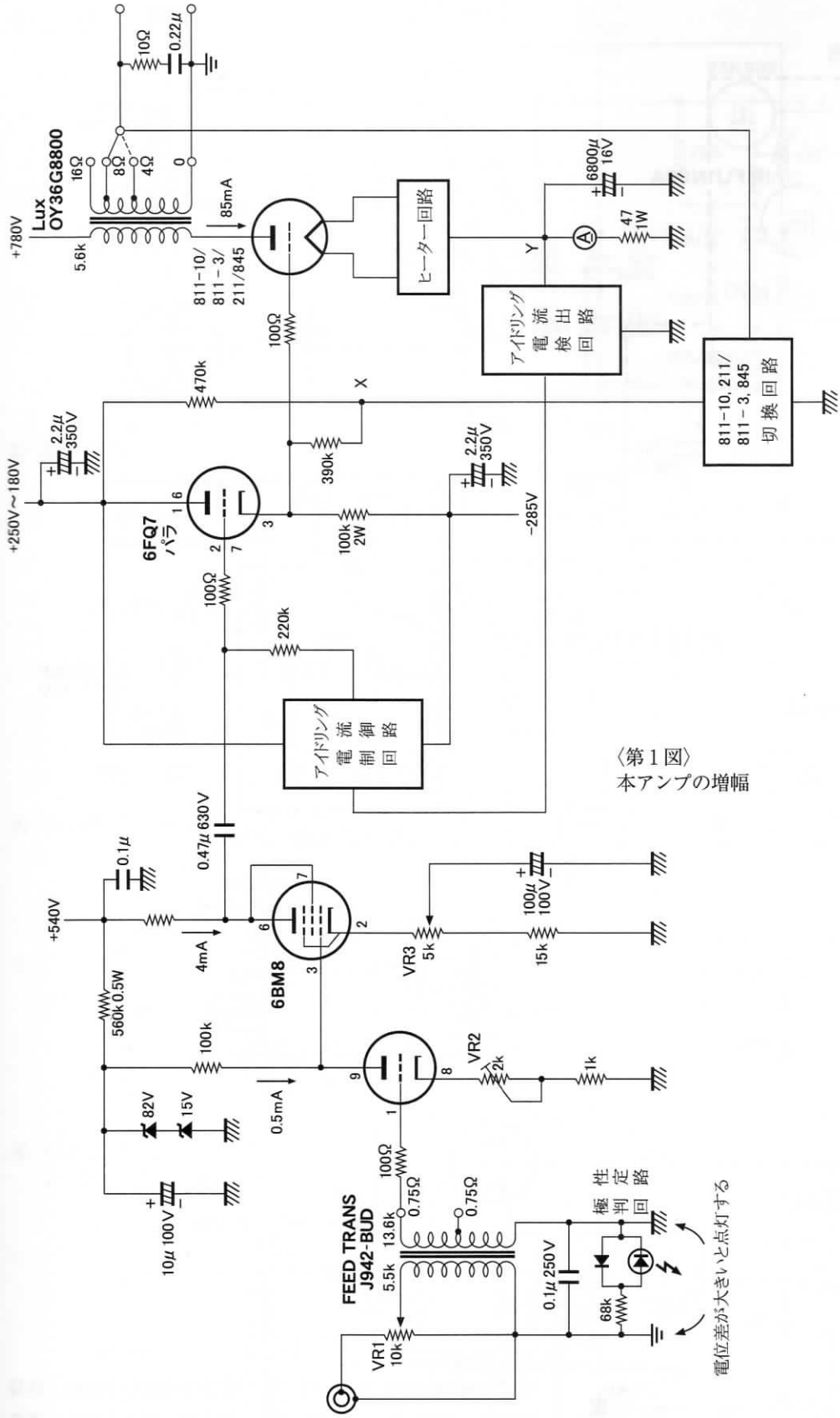
増幅回路の詳細，測定および試聴結果は後編で述べ，前編では本アンプ増幅回路の構想および電源回路を扱い，特に項目5のPFC電源について詳細に説明します．

811-10を211のメタル球に見立てる

811-10については穴水忠昭氏の解説記事（2014年11月号）を参照願います．私は上記狙いの1，2項に関し811-10，811-3をそれぞれ211，845のメタル・プレート管に見立て，本アンプを計画しました．

約30年前，入手困難なNEC製メッシュ・プレート211の音が良いともてはやされた際，手も足も出ず悔しい思いをしました[*1]．やむなく，211の弟球で音が良いと評されるメタル・プレートの801Aとプレート材がカーボン以外の特性が同等の3T20による特性および音質を比較しました．メタル・プレートの華やかな音色が印象に残っています（1994年10月号）．

プレート材としてのメタルはカーボンより抵抗値が桁違いに小さい特



〈第1図〉
本アンプの増幅

大きくする要因です．

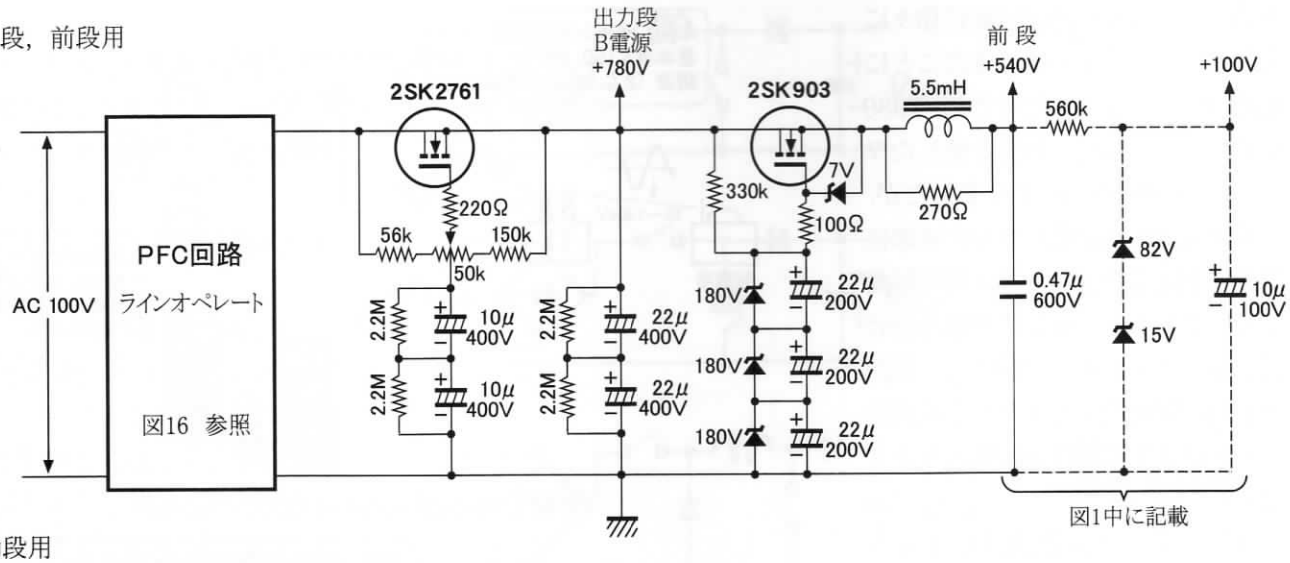
本アンプの電源回路（**第4図**）は2006年10～12月号の前作と大きく異なります．電源トランスの数が多いほど音が良くなるとは思いませんが，前作（モノラル）の電源トランスの数は6個です（ちなみに，武末数馬氏の1996年12月号のVT4C/211シングルはステレオで電源トランスは1個です）．本アンプでは電源回路を軽薄短小化するために，消費電力が大きい出力段B電源にはスイッチング電源の一種PFC（高調波対策）電源を用います．ブロックで示すPFC電源については後述します．

フィラメントが交流点火で済むのであれば製作は楽になります．加えて，交流点火がPFC電源と同様，商用ACラインに高調波を発生させないことはメリットです．本アンプは特注のヒータ・トランス（春日無線No H27-03025，6583円＋送料756円）による交流点火です．ただし，本アンプで6V管の811から10V管の211，845に差換える際，共用する電源トランスのセンタータップに繋がる同じアース点（**第1図**のY点に相当）でハム・バランスが取れるか課題があります．なお，駆動段，前段（いずれも傍熱管）のヒーターは当然のことですが交流点火です．

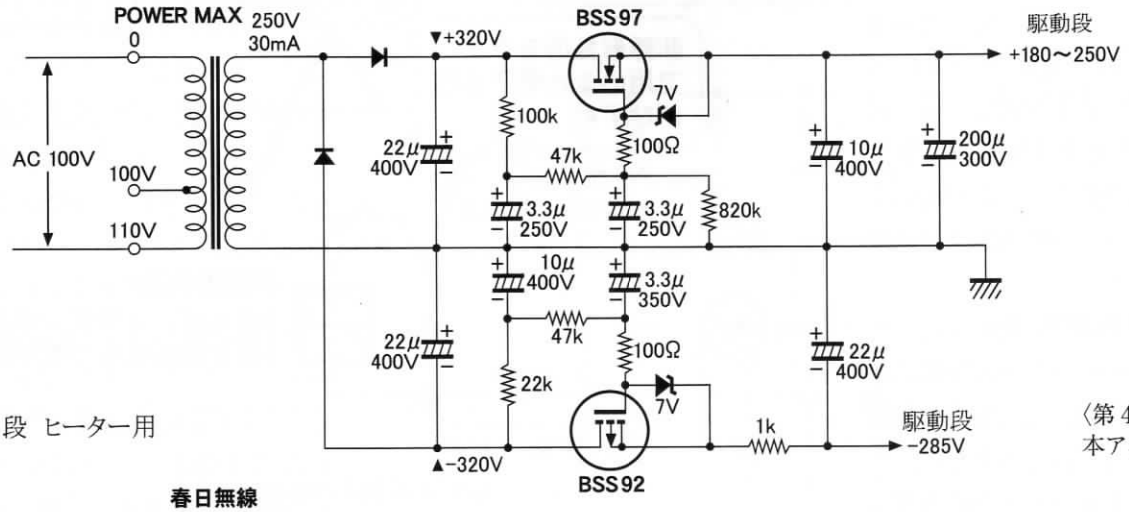
前作において，駆動段を定電圧化すると出力段が不安定になりました．定電圧化が必ずしも動作を安定にするとは限らないようです（電源回路各部の時定数を無造作に決めたことが原因と推測しています）．よって本アンプも前作と同様，駆動段は非安定化の単なるリップル・フィルタで，＋側は約＋180～250V，－側は約－285Vです．

前段は出力段の780Vからレギュレータで540Vに降圧します．出力はたかだか5mA程度ですが500Vを超える安定化出力を得ようとすると手間が掛かります．**第4図**から制御用パワーMOSFET（2SK

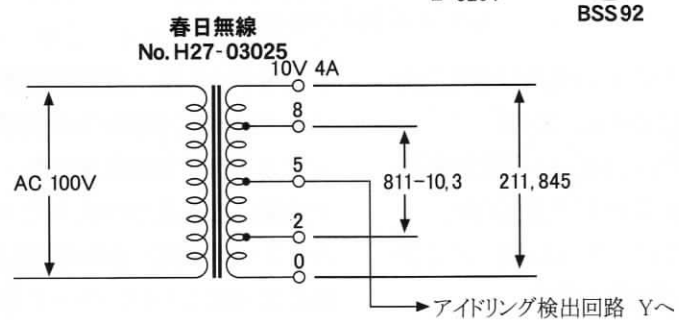
1) 出力段，前段用



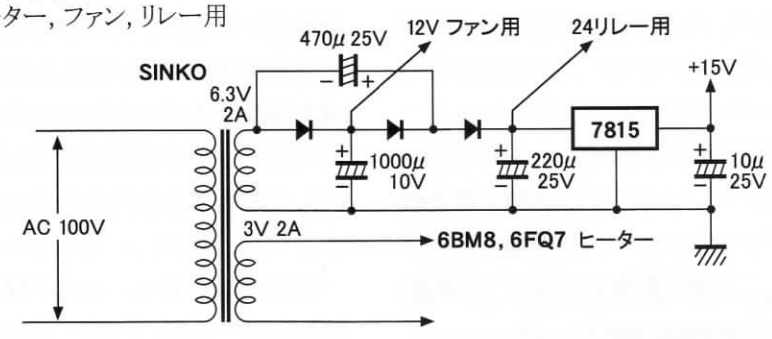
2) 駆動段用



3) 出力段 ヒーター用



4) 前段，駆動段
ヒーター，ファン，リレー用



〈第4図〉
本アンプの電源回路

2), 4)は整流回路への突入電流が生じます
全消費電力はわずかですが
高調波ひずみの原因になります。

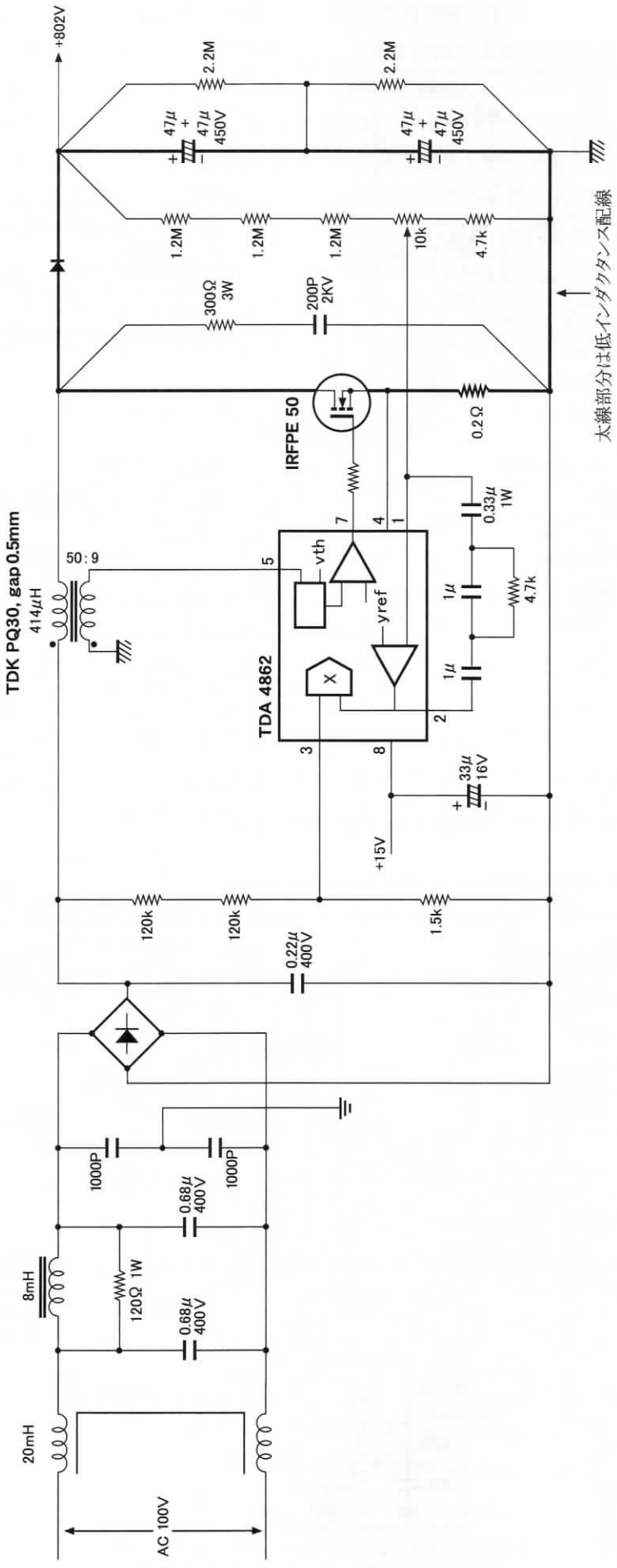
903, 耐圧800V) を省略し，47kΩ(2W) の抵抗とツェナー・ダイオード180V×3で安定化すれば多少は簡略化できます.

12V空冷ファンおよび24Vリレー用電源は6BM8および6FQ7用ヒータ・トランス6.3V-2A×2の1巻線を倍圧整流します．PFC制御ICの電源は3端子レギュレータ7815から供給します.

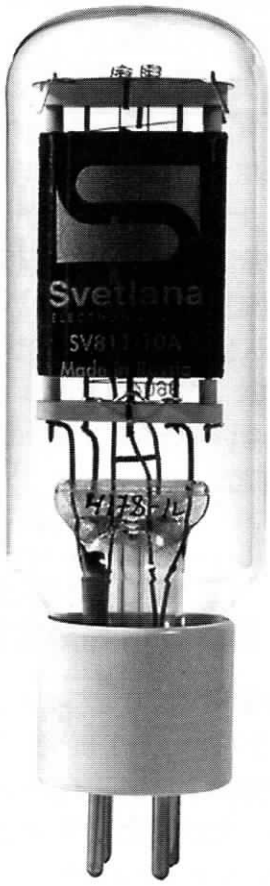
PFC回路は産業用，民生用を問わず広く活用される技術ですが，オーディオ業界では馴染みが薄いようです．前編の主テーマとして高調波規制の経緯，PFC回路の構成を以下で詳しく説明させていただきます.

高調波規制の経緯

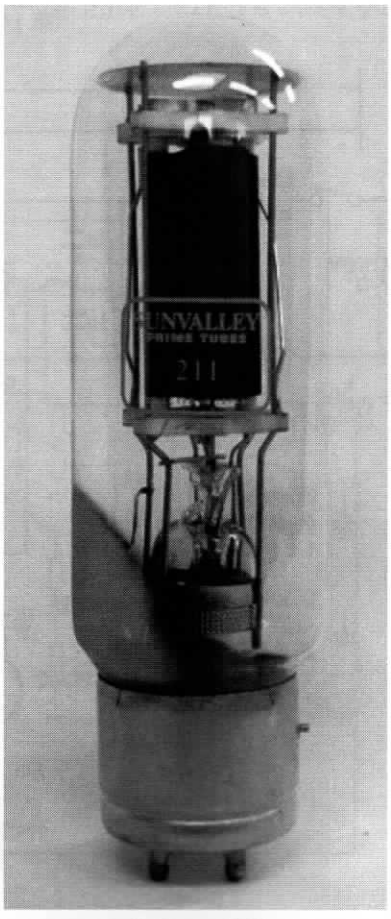
商用電源ラインの高調波は強電分野の問題として扱われてきましたが，1994年10月以降，一般に知られるようになった比較的新しい(それでも，20年も前の) ノイズです．その



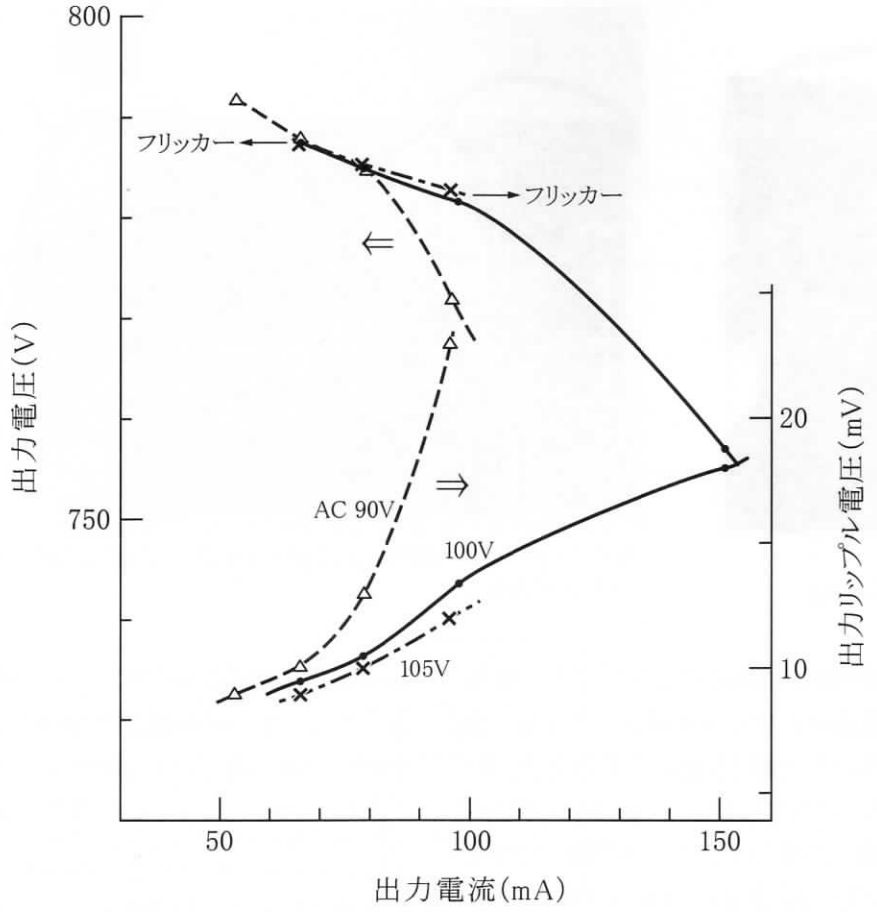
〈第16図〉本アンプのB電源用PFC回路



◆811-10の外観



◆211の外観



〈第17図〉出力電流－出力電圧、リップル電圧特性

発振．**第16図**の本アンプ用PFC回路は自励発振です[*13]．

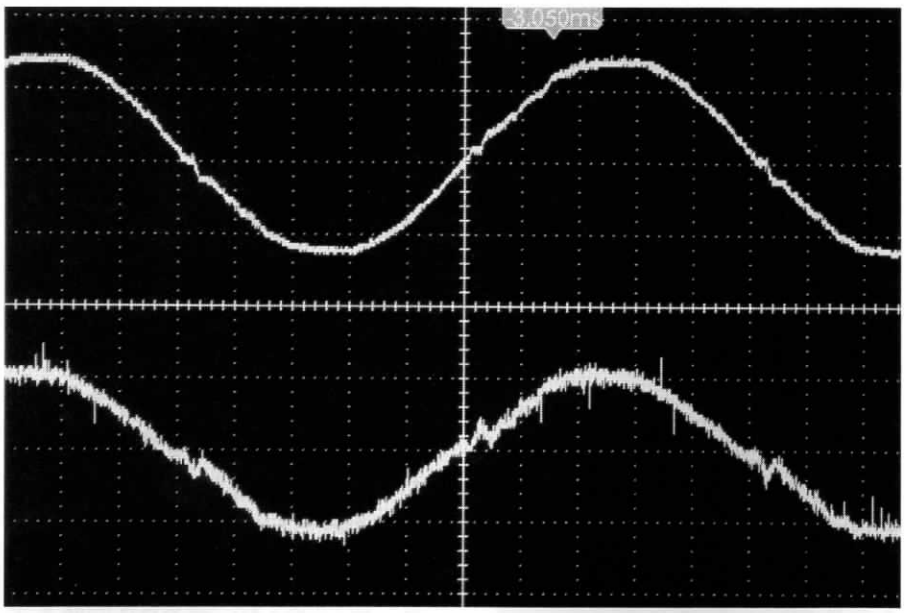
出力電圧は802Vで制御用パワーMOSFET IRFPE50のスペック上の耐圧800Vをオーバーします．IRFPE50はアバランシェFETなので，耐圧オーバーにより直ちには破壊されないとしても不安です．実測し耐圧が900Vもあることを確認し，出力電圧を802Vとしました．増幅回路へは**第4図**に記載するロス電圧が約22Vのリップル・フィルタを介して供給されます．

写真1に**第4図**のリップル・フィルタを含む+B電源を，**第17図**に電気的特性を示します．出力段アイドリング電流85mA＋前段分5mAとすれば，AC入力100V時に出力DC電圧は783V，リップル電圧12.5mVです．軽負荷時に出力電圧が高くなり過ぎないことは高圧で動作する増幅回路にとって安心ですが，50mA程度以下になるとフリッカーが生じました．AC105V入力時にも100mA以上の領域でフリッカーが生じました．負荷変動に対する自励発振方式の難しさです（負荷変動に対する安定性は，**第15図**の他励発振方式が勝っています）．**第18図**にACラインの電圧波形と電流波形を示します．

PFC回路はスイッチング電源としては正常に動作させることが難しい回路です．約900VのスイッチングノイズがTDA4862へのAC電圧の0V近傍を検出し，制御素子IRFPE50に流れる電流の0を検出制御するには熟練した基板配線技術が必要です．制御素子IRFPE50，整流ダイオード，平滑コンデンサ47μ×2の直列接続，および電流検出抵抗0.33//0.2Ωが囲む太線部分には銅箔を用いた低インダクタンス配線が必要です．**写真2**に基板裏側を示します．次号の後編で増幅回路の詳細，測定および試聴結果を述べます．

*13 数年前，TVの受信システムに大きい変更がありました．アナログ方式からデジタル方式に変更された結果，自励発振による電波障害の可能性は低くなったようです．もちろん，AM放送などへの影響は配慮されるべきです．

（つづく）



（上）AC入力電圧波形，100V/div
（下）AC入力電流波形，1A/div

〈第18図〉ACラインの電圧波形と電流波形
AC入力電圧＝100V，出力DC電圧＝780V，出力電流＝87mA